

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of: Koji TAKADA

Serial Number: Not Yet Assigned

Filed: March 31, 2004

For: SWITCHING POWER SUPPLY

Attorney Docket No.: 042167

Customer No.: 38834

CLAIM FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119

Commissioner for Patents
P. O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

March 31, 2004

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign application is hereby requested for the above-identified application, and the priority provided in 35 U.S.C. 119 is hereby claimed:

Japanese Appln. No. 2003-106180, filed on April 10, 2003

In support of this claim, the requisite certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the applicants have complied with the requirements of 35 U.S.C. 119 and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of said certified copy.

In the event that any fees are due in connection with this paper, please charge our Deposit Account No. 50-2866.

Respectfully submitted,
WESTERMAN, HATTORI, DANIELS & ADRIAN, LLP



John P. Kong
Reg. No. 40,054

1250 Connecticut Avenue, N.W., Suite 700
Washington, D.C. 20036
Tel: (202) 822-1100
Fax: (202) 822-1111
JPK/II

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 4 月 1 0 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 1 0 6 1 8 0
Application Number:

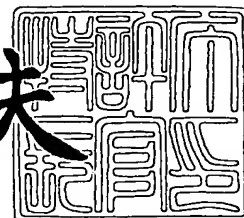
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 1 0 6 1 8 0]

出 願 人 横 河 電 機 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 7 月 1 1 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 5 7 0 3 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 02N0080

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 3/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都武蔵野市中町2丁目9番32号 横河電機株式会
社内

【氏名】 高田 耕司

【特許出願人】

【識別番号】 000006507

【氏名又は名称】 横河電機株式会社

【代表者】 内田 勲

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 005326

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第 1 スイッチと第 2 スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第 1 スイッチがオンオフし前記第 2 スイッチが前記第 1 スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、

前記交流電圧を整流して得られる正極と前記一次巻線の間タップとの間に接続する第 1 磁性素子を備えると共に、

前記共振コンデンサは前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【請求項 2】

前記整流回路から得られる正極と前記平滑コンデンサとを接続する第 2 磁性素子を備えることを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源。

【請求項 3】

交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第 1 スイッチと第 2 スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第 1 スイッチがオンオフし前記第 2 スイッチが前記第 1 スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、

前記交流電圧を整流して得られる正極と、前記一次巻線と前記共振コンデンサとの接続点との間に接続する第 1 磁性素子を備えると共に、

前記共振コンデンサは前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【請求項4】

交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第1スイッチと第2スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第1スイッチがオンオフし前記第2スイッチが前記第1スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、

前記交流電圧を整流して得られる正極と、前記スイッチング電源内の高周波交流電圧源との間に接続する第1磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【請求項5】

交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第1スイッチと第2スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第1スイッチがオンオフし前記第2スイッチが前記第1スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、

前記スイッチング電源内の高周波交流電圧源と、前記交流電圧を整流して得られる負極との間に接続する第1磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの負極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、交流電圧を入力し所定の出力に変換し、特に、高力率及び高効率で電力を変換するスイッチング電源に関する。

【0002】**【従来の技術】**

従来のスイッチング電源は、直流入力電源を備えるものであり、高力率を得ることが困難である（例えば、特許文献1参照。）。その詳細について図17を用いて説明する。図17は、従来のスイッチング電源を示す構成図である。

【0003】

同図において、共通電位COM及び共通電位GNDをスイッチング電源の共通電位とする。また、交流電圧Vacは整流回路DB1に接続する。そして、整流回路DB1は交流電圧Vacを整流する。

【0004】

さらに、整流回路DB1は平滑コンデンサC1に接続する。そして、平滑コンデンサC1は整流回路DB1の出力を平滑し、直流入力電源となる電圧VC1を生成する。

【0005】

また、平滑コンデンサC1の両極間に、第1スイッチQ1と第2スイッチQ2とからなる直列スイッチ回路を備える。さらに、第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点と平滑コンデンサC1の一方の端子（負極）との間に、インダクタL41とトランスT41の一次巻線N41と共振コンデンサC11とからなる直列回路を備える。

【0006】

トランスT41の二次巻線N42及び二次巻線N43は、ダイオードD1及びダイオードD2に接続し、さらにその後にインダクタL3及びコンデンサC3に接続し、さらにまたその後に負荷Loadに接続する。

【0007】

そして、第1スイッチQ1がオンオフし第2スイッチQ2が第1スイッチQ1と相補的にオンオフすることにより、トランスT41の二次巻線N42及び二次巻線N43に出力となる電圧が誘起する。そしてまた、その電圧はダイオードD1及びダイオードD2で整流され、さらにインダクタL3及びコンデンサC3で平滑され、出力電圧 V_{out} となり、負荷Loadへ電力を供給する。

【0008】

このようにして、図17の従来例は、交流電圧 V_{ac} から直流入力電源を生成し、直流入力電源を出力電圧 V_{out} に変換する。

また、入力電流 I_{in} には、パルス状の電流が流れる。

【0009】

さらに、従来のスイッチング電源は、平滑コンデンサC1とスイッチングレギュレータ回路（第1スイッチQ1、第2スイッチQ2、共振コンデンサC2、トランスT1、ダイオードD11、ダイオードD12及びコンデンサC3）との間に逆流阻止用ダイオードDaを備えるものである（例えば、特許文献2。）。

【0010】

その詳細について図18を用いて説明する。図18は、他の従来のスイッチング電源を示す構成図である。なお、図17の従来例と同等の要素には同等の符号を付し、説明を省略する。

【0011】

図18の従来例において、逆流阻止用ダイオードDaのアノードに平滑コンデンサC1の正極を接続する。また、逆流阻止用ダイオードDaのカソードに第1スイッチQ1と第2スイッチQ2とからなる直列スイッチ回路を接続する。

さらに、共振コンデンサC2の一端は第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点に接続する。

また、トランスT1の一次巻線N1aの一端は逆流阻止用ダイオードDaのカソード及び第2スイッチのドレインに接続する。即ち、トランスT1の一次巻線N1aの一端を直接に平滑コンデンサC1の正極に接続しない。

さらに、共振コンデンサC2の他端はトランスT1の一次巻線N1bの一端に接続する。

さらに、一次巻線N1aの他端は一次巻線N1bの他端に接続する。

【0012】

また、トランスT1の二次巻線N2及び二次巻線N3は、ダイオードD11及びダイオードD12に接続し、さらにその後にコンデンサC3及び負荷Loadに接続する。

【0013】

そして、第1スイッチQ1がオンオフし第2スイッチQ2が第1スイッチQ1と相補的にオンオフすることにより、トランスT1の二次巻線N2及び二次巻線N3に出力となる電圧が誘起する。そしてまた、その電圧はダイオードD11及びダイオードD12で整流され、さらにコンデンサC3で平滑され、出力電圧Voutとなり、負荷Loadへ電力を供給する。

【0014】

即ち、第1スイッチQ1、第2スイッチQ2、共振コンデンサC2、トランスT1、ダイオードD11、ダイオードD12及びコンデンサC3は、スイッチングレギュレータ回路（第1スイッチQ1、第2スイッチQ2、共振コンデンサC2、トランスT1、ダイオードD11、ダイオードD12及びコンデンサC3）を形成する。

【0015】

このような図18の従来例は、交流電圧Vacを出力電圧Voutに変換する。そして、入力電流Iinの高調波成分は抑制される。

【0016】

また、図19は、他の従来例のスイッチング電源を示す構成図である。なお、図17の従来例及び図18の従来例と同等の要素には同等の符号を付し、説明を省略する。

【0017】

図19の従来例において、共振コンデンサC11の一端は、図17の従来例と同様に、平滑コンデンサC1の負極に接続する。

また、トランスT41の一次巻線N41の一端は、図17の従来例と同様に、第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点に接続する。

さらに共振コンデンサC11の他端は一次巻線N41の他端に接続する。

【0018】

このような図19の従来例は、図17の従来例及び図18の従来例と同様に、交流電圧V_{ac}を出力電圧V_{out}に変換する。

そして、入力電流I_{in}の高調波成分は抑制される。

【0019】

【特許文献1】

特許第2751961号明細書

【特許文献2】

特許第3367539号明細書

【特許文献3】

特開平8-182332号公報

【特許文献4】

特開平8-186981号公報

【特許文献5】

米国特許第5673184号明細書

【特許文献6】

米国特許第5790389号明細書

【特許文献7】

米国特許第6005780号明細書

【0020】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図17の従来例及び図18の従来例は重負荷で高い力率が得られないという課題がある。

【0021】

また、図19の従来例は、平滑コンデンサC1の電圧ストレスが大きいという課題がある。

【0022】

本発明の目的は、以上説明した課題を解決するものであり、高力率で平滑コン

デンサ C1 の電圧ストレスが小さい交流／直流のスイッチング電源を提供することにある。

また、本発明の目的は、スイッチの電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適なスイッチング電源を提供することにある。

【0023】

【課題を解決するための手段】

このような目的を達成する本発明は、次の通りである。

(1) 交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第1スイッチと第2スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第1スイッチがオンオフし前記第2スイッチが前記第1スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、前記交流電圧を整流して得られる正極と前記一次巻線の間タップとの間に接続する第1磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

(2) 前記整流回路から得られる正極と前記平滑コンデンサとを接続する第2磁性素子を備えることを特徴とする(1)記載のスイッチング電源。

(3) 交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第1スイッチと第2スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第1スイッチがオンオフし前記第2スイッチが前記第1スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、前記交流電圧を整流して得られる正極と、前記一次巻線と前記共振コンデンサとの接続点との間に接続する第1磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前

記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

(4) 交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第 1 スイッチと第 2 スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第 1 スイッチがオンオフし前記第 2 スイッチが前記第 1 スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、前記交流電圧を整流して得られる正極と、前記スイッチング電源内の高周波交流電圧源との間に接続する第 1 磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

(5) 交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第 1 スイッチと第 2 スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第 1 スイッチがオンオフし前記第 2 スイッチが前記第 1 スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、前記スイッチング電源内の高周波交流電圧源と、前記交流電圧を整流して得られる負極との間に接続する第 1 磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの負極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【0024】

【発明の実施の形態】

以下に、図 1 に基づいて本発明を詳細に説明する。図 1 は本発明に係るスイッチング電源の一実施例を示す構成図である。なお、図 17 の従来例から図 19 の従来例と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0025】

図1の実施例の第1の特徴は、第1磁性素子であるインダクタL2を備える点にある。

【0026】

詳しくは、インダクタL2の一端は、整流回路DB1を介し、交流電圧V_{ac}に接続する。

また、インダクタL2の他端はダイオードD3を介して、トランスT01の一次巻線N01a, N01bの中間タップに接続する。

【0027】

そして、インダクタL2と整流回路DB1との接続点の電圧は電圧V_{Cf}であり、交流電圧V_{ac}を整流して得られる正極である。そしてまた、一次巻線N01a, N01bの中間タップの電圧は電圧V_{NB}である。

よって、インダクタL2の一端は電圧V_{Cf}であり、交流電圧V_{ac}を整流して得られる正極に接続される。

【0028】

また、図1の実施例のインダクタL2とダイオードD3との配置を逆に変形する場合、即ちインダクタL2の一端がダイオードD3を介して整流回路DB1に接続する場合では、整流回路DB1及びダイオードD3とインダクタL2との接続点は、交流電圧V_{ac}を整流して得られる正極となる。

【0029】

さらにまた、前述とは別に、交流電圧V_{ac}を整流して得られる正極は、整流回路DB1以外のダイオードの出力から得ることも可能である。詳しくは、後述の図15の実施例で説明する。

【0030】

また、一次巻線N01a, N01bの中間タップは、一次巻線N01aと一次巻線N01bとの接続点であり、高周波交流電圧源でもある。

【0031】

さらに、図1の実施例の第2の特徴は、共振コンデンサC2及びトランスT01の配置にある。

【0032】

詳しくは、共振コンデンサC2の一端は第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点に接続する。

また、共振コンデンサC2の他端は、インダクタL01Bを介して、トランスT01の一次巻線N01bの一端に接続する。

【0033】

さらに、トランスT01の一次巻線N01aの一端は、インダクタL01Aを介して、平滑コンデンサC1の正極に接続する。

また、一次巻線N01aの他端は一次巻線N01bの他端に接続する。

【0034】

さらに、共振コンデンサC2と第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点の電圧を電圧VQ1とする。また、共振コンデンサC2の電圧を電圧VC2とし、平滑コンデンサC1の電圧を電圧VC1とする。

【0035】

さらに、インダクタL01A及びインダクタL01BはトランスT01の漏れインダクタンスであってもよい。また、外付けの素子であってもよい。さらにまた、インダクタL01AまたはインダクタL01Bを省略してもよい。

また、インダクタL2はトランスT01の漏れインダクタンスであってもよい。

【0036】

さらに、図1の実施例において、平滑コンデンサC1は、インダクタL2、ダイオードD3、トランスT01、インダクタL01Aを介して、整流回路DB1に接続され、整流回路DB1の出力を平滑する。

【0037】

また、第1スイッチQ1及び第2スイッチQ2は直列に接続され、直列スイッチ回路を形成する。そして、平滑コンデンサC1の両極間に直接に直列スイッチ回路を接続する。

【0038】

即ち、平滑コンデンサC1の正極と第2スイッチQ2の一端（ドレイン）とを

接続し、平滑コンデンサC1の負極と第1スイッチQ1の一端（ソース）とを接続し、第2スイッチQ2の他端（ソース）と第1スイッチQ1の他端（ドレイン）とを接続する。

【0039】

そして、第1スイッチQ1がオンオフし、第2スイッチQ2が第1スイッチQ1と相補的にオンオフすることにより、トランスT01の二次巻線に出力となる電圧が誘起する。

【0040】

さらに、トランスT01の二次巻線及び整流平滑回路である出力回路30がスイッチング電源の二次側に配置される。また、出力回路30には、コンデンサC3及び負荷Loadが接続される。

【0041】

ここで、出力回路30について説明する。図2は出力回路30の一実施例を示す構成図である。同図において、(a)はフォワード型であり、(b)はフライバック型であり、(c)はZeta型であり、(d)はフライ・フォワード型であり、(e)はセンタタップ型であり、(f)はブリッジ型であり、(g)はインダクタレスセンタタップ型であり、(h)はカレントダブル型である。また、これら等を組み合わせた変形も可能である。

【0042】

そして、出力回路30は、トランスT01の二次巻線に誘起する電圧を整流し、平滑し、出力電圧Voutを生成し、負荷Loadへ電力を供給する。

【0043】

このような図1の実施例の特性について図3を用いて説明する。図3は図1の実施例における、第1スイッチQ1がオン、第2スイッチQ2がオフのときの等価回路である。なお、図1の実施例と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0044】

図3の等価回路において、電圧VCfは電圧源VCfとなり、平滑コンデンサC1は直流電圧源VC1となり、コンデンサC2は直流電圧源VC2となり、第

1 スイッチ Q 1 はショートとなり、第 2 スイッチ Q 2 はオープンとなる。

【0045】

このとき、インダクタ L 2 は、ダイオード D 3、一次巻線 N 0 1 b、インダクタ L 0 1 B、直流電圧源 V C 2（コンデンサ C 2）並びに電圧源 V C f（交流電圧 V a c 及び整流回路 D B 1）の回路と、ダイオード D 3、一次巻線 N 0 1 a、インダクタ L 0 1 A、直流電圧源 V C 1（平滑コンデンサ C 1）並びに電圧源 V C f（交流電圧 V a c 及び整流回路 D B 1）の回路とで励磁される。

そして、直流電圧源 V C 2（コンデンサ C 2）は、インダクタ L 2 の励磁を抑制する極性となっている。

【0046】

また、インダクタ L 2 で励磁され、蓄積されたエネルギーは、第 1 スイッチ Q 1 がオフ、第 2 スイッチ Q 2 がオンのとき（図示せず）に、ダイオード D 3、一次巻線 N 0 1 a、インダクタ L 0 1 A、平滑コンデンサ C 1（直流電圧源 V C 1）並びに電圧源 V C f（交流電圧 V a c 及び整流回路 D B 1）の回路で放電し、平滑コンデンサ C 1 を充電する。

【0047】

したがって、インダクタ L 2 の励磁を抑制すれば平滑コンデンサ C 1 の電圧ストレスを抑制できる。よって、図 1 の実施例はコンデンサ C 2（直流電圧源 V C 2）により、平滑コンデンサ C 1 の電圧ストレスが抑制される。

【0048】

具体的には、図 3 の等価回路において、インダクタ L 2 に印加される電圧 V L 2 は以下の式となる。

$$VL2 = VCf - \{N01b / (N01a + N01b) \cdot (VC1 - VL01A) + N01a / (N01a + N01b) \cdot (VC2 + VL01B)\} \quad (1)$$

【0049】

また、上述の効果について図 4 を用いて説明する。図 4 は図 1 の実施例の効果を説明する参考例を示す構成図である。なお、図 1 の実施例と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0050】

図 4 の参考例の特徴は、共振コンデンサ C 1 0 及びトランス T 0 1 の配置が異

なる点にある。

【0051】

詳しくは、共振コンデンサ C10 の一端は平滑コンデンサ C1 の正極及び第 2 スイッチの一端に接続する。

また、共振コンデンサ C10 の他端はインダクタ L01A を介してトランス T01 の一次巻線 N01a の一端に接続する。

【0052】

さらにまた、トランス T01 の一次巻線 N01b の一端は、インダクタ L01B を介して、第 1 スイッチ Q1 と第 2 スイッチ Q2 との接続点に接続する。

また、一次巻線 N01a の他端は一次巻線 N01b の他端及びダイオード D3 に接続する。

【0053】

このような図 4 の参考例の特性について図 5 を用いて説明する。図 5 は図 4 の実施例における、第 1 スイッチ Q1 がオン、第 2 スイッチ Q2 がオフのときの等価回路である。なお、図 4 の実施例及び図 3 の等価回路と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0054】

このとき、インダクタ L2 は、ダイオード D3、一次巻線 N01b、インダクタ L01B 並びに電圧源 VCf（交流電圧 Vac 及び整流回路 DB1）の回路と、ダイオード D3、一次巻線 N01a、インダクタ L01A、直流電圧源 VC1（平滑コンデンサ C1）並びに電圧源 VCf（交流電圧 Vac 及び整流回路 DB1）の回路とで励磁される。

そして、直流電圧源 VC2（コンデンサ C2）は、インダクタ L2 の励磁を抑制する極性とはなっていない。

【0055】

具体的には、図 5 の等価回路において、インダクタ L2 に印加される電圧 VL2' は以下の式となる。

$$VL2' = VCf - \{N01b / (N01a + N01b) \cdot (VC1 - VC10 - VL01A) + N01a / (N01a + N01b) \cdot VL01B\} \quad (2)$$

【0056】

したがって、電圧 $V_{L2} < V_{L2'}$ であり、図4の参考例のインダクタ L_2 の励磁の程度は、図1の実施例のインダクタ L_2 の励磁の程度よりも大きい。

よって、図4の参考例における平滑コンデンサ C_1 の電圧ストレスは、図1の実施例における平滑コンデンサ C_1 の電圧ストレスよりも大きくなる。

【0057】

このような、図1の実施例の特性と図4の参考例の特性との違いは、交流電圧を整流して得られる正極とトランス T_{01} の一次巻線の間タップとの間に接続するインダクタ L_2 (第1磁性素子) に起因している。

即ち、交流／直流のスイッチング電源に特有の意外性のある特徴である。

【0058】

例えば、図17の従来例の場合(共振コンデンサ C_{11} の一端が平滑コンデンサ C_1 の負極及び第1スイッチ Q_1 の一端(ソース)に接続し、一次巻線 N_{41} の一端が第1スイッチ Q_1 と第2スイッチ Q_2 との接続点に接続し、共振コンデンサ C_{11} の他端が一次巻線 N_{41} の他端に接続する場合)と、図17の従来例の変形において、共振コンデンサ C_{11} の一端が第1スイッチ Q_1 と第2スイッチ Q_2 との接続点に接続し、一次巻線 N_{41} の一端が平滑コンデンサ C_1 の負極に接続し、共振コンデンサ C_{11} の他端が一次巻線 N_{41} の他端に接続する場合(図示せず)とは等価であり、特性は等しい。

【0059】

また、図6は本発明に係るスイッチング電源の第2の実施例を示す構成図である。図1と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。そして、図6の実施例は図1の実施例をより具体化した一例である。

【0060】

図6の実施例の構成を説明する。

交流電圧 V_{ac} と整流回路 DB_1 との間にフィルタ回路40を備える。また、整流回路 DB_1 の出力にコンデンサ C_f を備える。さらに、整流回路 DB_1 と平滑コンデンサ C_1 とを接続するブロッキングダイオード D_4 を備える。また、第1スイッチ Q_1 の一端(ソース端)と平滑コンデンサ C_1 の負極及び共通電位 COM との間に抵抗 R_{sen} を備える。

【0061】

そして、ブロッキングダイオードD4のアノードは、整流回路DB1から得られる正極に接続され、ブロッキングダイオードD4のカソードは平滑コンデンサC1の正極に接続される。

【0062】

さらに、制御回路20は、出力電圧 V_{out} 及び抵抗 R_{sen} に発生する電圧ISを入力し、第1主スイッチQ1の駆動信号 V_{g1} 、第2主スイッチQ2の駆動信号($V_{g2} - V_{Q1}$)を出力する。

【0063】

また、駆動信号 V_{g1} は第1主スイッチQ1のゲート・ソース間に印加し、駆動信号($V_{g2} - V_{Q1}$)は第2主スイッチQ2のゲート・ソース間に印加する。

【0064】

このような制御回路20の内部の構成を説明する。

出力電圧 V_{out} は誤差信号検出増幅回路10に入力される。さらに、誤差信号検出増幅回路10の出力の信号Bと、抵抗 R_{sen} に発生する電圧の信号ISと、クロック回路12の出力の信号AとはカレントモードPWM制御回路11に入力される。

【0065】

また、カレントモードPWM制御回路11の出力の信号Cは、遅延回路13、アンド回路14及びノア回路15に入力される。さらに、遅延回路13の出力の信号Dは、アンド回路14及びノア回路15に入力される。

【0066】

また、アンド回路14の出力の信号Eはドライブ回路16に入力され、ノア回路15の出力の信号Fはドライブ回路17に入力される。そして、ドライブ回路16は駆動信号 V_{g1} を出力し、ドライブ回路17は駆動信号($V_{g2} - V_{Q1}$)を出力する。

【0067】

したがって、駆動信号 V_{g1} と、駆動信号($V_{g2} - V_{Q1}$)とは相補的であ

り、第1主スイッチQ1と第2主スイッチQ2とは相補的にオンオフする。

【0068】

さらに、第1主スイッチQ1と第2主スイッチQ2とは共にオフとなる期間を介して相補的にオンオフする。詳しくは、本願出願人による特願2003-014284等の記載と同様であるため、説明を省略する。

【0069】

また、図6の実施例のインダクタL1A、インダクタL1B、一次巻線N1a及び一次巻線N1bは、図1の実施例のインダクタL01A、インダクタL01B、一次巻線N01a及び一次巻線N01bと等価であり、同様の構成である。

【0070】

さらに、トランスT1の二次巻線N2及び二次巻線N3は、図17の従来例のトランスT41の二次巻線N42及び二次巻線N43と同様に、ダイオードD1及びダイオードD2に接続し、さらにその後にインダクタL3及びコンデンサC3に接続し、さらにまたその後に負荷Loadに接続する。

【0071】

このような、図6の実施例における、第1スイッチQ1及び第2スイッチQ2のオンオフの周波数領域での動作を図7から図9を用いて説明する。図7は図6の実施例の各期間の動作模式図である。同図において、動作状態は期間1から期間5まで順に遷移した後、再び期間1となる動作を繰り返す。また、図8から図9は、図6の実施例の各部の動作波形である。

【0072】

図8(a)において、電流IL2はインダクタL2の電流である。同図より、電流IL2は不連続になっている。即ち、スイッチング電源はインダクタ電流不連続モード(DCM)で動作する。

また、図8(b)において、電流IN1aは一次巻線N1aの電流であり、電流IN1bは一次巻線N1bの電流である。

【0073】

同図より、電流IL2は緩やかに変化するため、ダイオードD3はソフトスイッチング動作となり、リカバリ及びサージが発生しない。したがって、低ノイズ

・低損失となる。

【0074】

さらに、図8(c)において、電圧 V_{NB} は一次巻線 $N1a$ と一次巻線 $N1b$ とダイオード $D3$ との接続点の電圧であり、電圧 V_{Cf} は整流回路 $DB1$ とインダクタ $L2$ とブロッキングダイオード $D4$ との接続点の電圧であり、電圧 V_{C1} は平滑コンデンサ $C1$ の電圧である。

【0075】

同図より、電圧 V_{NB} は高周波交流電圧源となっている。

【0076】

また、図8(d)において、電圧 V_{Q1} は第1スイッチ $Q1$ と第2スイッチ $Q2$ と共振コンデンサ $C2$ との接続点の電圧であり、電圧 V_{C2} は共振コンデンサ $C2$ とインダクタ $L1B$ との接続点の電圧であり、電圧 V_{t2} はインダクタ $L1B$ と一次巻線 $N1b$ との接続点の電圧である。

【0077】

さらに、図9(a)において、電圧 V_{g1} は第1スイッチ $Q1$ の駆動信号であり、電圧 $(V_{g2} - V_{Q1})$ は第2スイッチ $Q2$ の駆動信号である。

また、図9(b)において、電圧 $(V_{t2} - V_{t1})$ は一次巻線 $N1a$ の電圧と一次巻線 $N1b$ の電圧との和の電圧である。

【0078】

さらに、図9(c)において、電流 I_{Q2} は第2スイッチ $Q2$ の電流である。

また、図9(d)において、電流 I_{Q1} は第1スイッチ $Q1$ の電流である。

さらに、図9(e)において、電流 I_{N2} は二次巻線 $N2$ の電流であり、電流 I_{N3} は二次巻線 $N3$ の電流である。

【0079】

以下に、期間1から期間7について、順に説明する。

期間1では図7(a)のようになり、第1スイッチ $Q1$ はオン、第2スイッチ $Q2$ はオフとし、ダイオード $D1$ はオン、ダイオード $D2$ はオフ、ダイオード $D3$ はオンとなる。

【0080】

このとき、インダクタ L_2 、トランス T_1 、インダクタ L_3 は励磁する。そして、第1スイッチ Q_1 をオフとすると期間1が終了し期間2へ遷移する。

【0081】

期間2では図7 (b) のようになり、第1スイッチ Q_1 はオフとし、第2スイッチ Q_2 はそのボディダイオードが順方向にバイアスされオンとなり、ダイオード D_1 及びダイオード D_2 はオン、ダイオード D_3 はオンとなる。

【0082】

このとき、電流 I_{N1b} 、電流 I_{Q2} の逆方向電流及び電流 I_{N2} は減少する。また、インダクタ L_2 に蓄積されたエネルギーは平滑コンデンサ C_1 を充電する。そして、電流 I_{N1b} 、電流 I_{Q2} の逆方向電流及び電流 I_{N2} がゼロとなると期間2が終了し期間3へ遷移する。

【0083】

さらに、期間2の間に、駆動電圧 ($V_{g2} - V_{Q2}$) をハイレベルとすれば、第2スイッチ Q_2 は低ノイズ・低損失でターンオンする。

【0084】

期間3では図7 (c) のようになり、第1スイッチ Q_1 はオフ、第2スイッチ Q_2 はオンとし、ダイオード D_1 はオフ、ダイオード D_2 はオン、ダイオード D_3 はオンとなる。

【0085】

このとき、電流 I_{L2} は減少する。また、インダクタ L_2 に蓄積されたエネルギーは平滑コンデンサ C_1 を充電する。そして、電流 I_{L2} がゼロとなると期間3が終了し期間4へ遷移する。

【0086】

期間4では図7 (d) のようになり、第1スイッチ Q_1 はオフ、第2スイッチ Q_2 はオンとし、ダイオード D_1 はオフ、ダイオード D_2 はオン、ダイオード D_3 はオフとなる。

【0087】

このとき、電流 I_{N1b} は第1スイッチ Q_1 と第2スイッチ Q_2 と共振コンデンサ C_2 との接続点から共振コンデンサ C_2 とインダクタ L_{1B} との接続点 (イ

ンダクタ $L1B$ と一次巻線 $N1b$ との接続点) の方向に流れる。そして、第2スイッチ $Q2$ をオフとすると期間4が終了し期間5へ遷移する。

【0088】

期間5では図7(e) のようになり、第2スイッチ $Q2$ はオフとし、第1スイッチ $Q1$ はそのボディダイオードが順方向にバイアスされオンとなり、ダイオード $D1$ 及びダイオード $D2$ はオン、ダイオード $D3$ はオフとなる。

【0089】

このとき、第1スイッチ $Q1$ には逆方向の電流が流れ、電流 I_{N3} は減少する。そして、電流 I_{N3} がゼロとなると期間5が終了し期間1へ遷移する。

【0090】

さらに、期間5の間に、駆動電圧 V_{g1} をハイレベルとすれば、第1スイッチ $Q1$ は低ノイズ・低損失でターンオンする。

【0091】

また、トランス $T1$ の二次巻線 $N2$ 及び二次巻線 $N3$ に誘起する電圧は、ダイオード $D1$ 及びダイオード $D2$ で整流され、さらにインダクタ $L3$ 及びコンデンサ $C3$ で平滑され、出力電圧 V_{out} となる。

【0092】

このようにして、図6の実施例は交流電圧 V_{ac} を出力電圧 V_{out} に変換する。

【0093】

このような、図6の実施例における、交流電圧 V_{ac} の周波数領域の動作について図10を用いて説明する。図10は図6の実施例の各部の動作波形である。

【0094】

図10(a) において、電圧 V_{Cf} はコンデンサ Cf の電圧であり、電圧 V_{C1} はコンデンサ V_{C1} の電圧である。

また、図10(b) において、電流 I_{L2} はインダクタ $L2$ の電流である。

さらに、図10(c) において、電流 I_{in} は入力電流 I_{in} であり、電圧 V_{ac} は交流電圧 V_{ac} である。

【0095】

同図より、電流 I_{in} の波形により、図 6 の実施例は高い力率で電力を変換する。また、電流 I_{L2} より、スイッチング電源はインダクタ電流不連続モード (DCM) で動作する。

そして、電圧 V_{C1} は、過大に昇圧されることなく、好適な特性となる。

【0096】

このようにして、図 6 の実施例は、平滑コンデンサ $C1$ の電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適となる。

【0097】

また、ブロッキングダイオード $D4$ は、スイッチング電源の起動のとき及び過渡変動のときに平滑コンデンサ $C1$ の充電を促進する作用がある。

【0098】

さらに、図 11 は本発明に係るスイッチング電源の第 3 の実施例を示す構成図である。図 6 と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0099】

図 11 の実施例の特徴は、トランス $T2$ を備える点にある。

【0100】

トランス $T2$ の構成を詳しく説明する。

トランス $T2$ の巻線 N_{set} の一端とトランス $T2$ の巻線 N_{reset} の一端とは、共に整流回路 $DB1$ 及びフィルタ回路 40 を介し、交流電圧 V_{ac} に接続する。

また、巻線 N_{set} の他端は、ダイオード $D3$ を介し、トランス $T1$ の一次巻線 $N1a$, $N1b$ の中間タップに接続する。

さらに、巻線 N_{reset} の他端は、ブロッキングダイオード $D4$ を介し、平滑コンデンサ $C1$ の正極に接続する。

【0101】

即ち、図 11 の実施例において、トランス $T2$ の巻線 N_{set} は、交流電圧 V_{ac} を整流して得られる正極と一次巻線 $N1a$, $N1b$ の中間タップとの間に接続する第 1 磁性素子に相当する。

また、トランス $T2$ の巻線 N_{reset} は、整流回路 $DB1$ から得られる正極

と平滑コンデンサC1の正極とを接続する第2磁性素子に相当する。

【0102】

そして、図11の実施例は、巻線Nset（第1磁性素子）と巻線Nreset（第2磁性素子）とが磁気結合を有する場合に相当する。

【0103】

また、図11の実施例は、図18の従来例と同様に、トランスT1の二次巻線N2及び二次巻線N3は、ダイオードD11及びダイオードD12に接続し、さらにその後にコンデンサC3及び負荷Loadに接続する。

【0104】

そして、第1スイッチQ1がオンオフし第2スイッチQ2が第1スイッチQ1と相補的にオンオフすることにより、トランスT1の二次巻線N2及び二次巻線N3に出力となる電圧が誘起する。そしてまた、その電圧はダイオードD11及びダイオードD12で整流され、さらにコンデンサC3で平滑され、出力電圧Voutとなり、負荷Loadへ電力を供給する。

【0105】

このような図11の実施例は、巻線Nsetと巻線Nresetとが疎結合のときに、インダクタ電流不連続モード（DCM）のみならず、インダクタ電流連続モード（CCM）においても好適な特性を示す。その詳細の説明は米国特許第6282103号に記載があるため、省略する。

【0106】

さらに、トランスT2は、エネルギーを蓄積できるため、平滑コンデンサC1のストレスを低減できる。具体的には、平滑コンデンサC1の容量を小さくできる。

【0107】

このような、図11の実施例における、交流電圧Vacの周波数領域の動作について図12を用いて説明する。図12は図11の実施例の各部の動作波形である。

【0108】

図12（a）において、電圧VcfはコンデンサCfの電圧であり、電圧VC

1 はコンデンサ V_{C1} の電圧である。

また、図 12 (b) において、電流 ($I_{set} + I_{reset}$) はトランス T2 の巻線 N_{set} の電流とトランス T2 の巻線 N_{reset} の電流の和である。

さらに、図 12 (c) において、電流 I_{in} は入力電流 I_{in} であり、電圧 V_{ac} は交流電圧 V_{ac} である。

【0109】

同図より、電流 I_{in} の波形により、図 11 の実施例は高い力率で電力を変換する。また、電流 I_{L2} より、スイッチング電源はインダクタ電流連続モード (CCM) で動作する。

そして、電圧 V_{C1} は過大に昇圧されることないため、平滑コンデンサ $C1$ の電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適となる。

【0110】

また、インダクタ電流連続モード (CCM) は、フィルタ回路 40 のストレスが小さい。したがって、図 11 の実施例は低損失・小型化に好適となる。

【0111】

また、図 13 は本発明に係るスイッチング電源の第 4 の実施例を示す構成図である。図 6 と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0112】

図 13 の実施例の特徴は、トランス T11 の構成にある。

【0113】

図 13 の実施例の構成を詳しく説明する。

トランス T11 は補助巻線 N_{11c} を備える。

また、共振コンデンサ $C2$ の一端は第 1 スイッチ $Q1$ と第 2 スイッチ $Q2$ との接続点に接続する。

さらに、一次巻線 N_{11d} の一端はインダクタ L_{11A} を介して平滑コンデンサ $C1$ の正極に接続する。

また、共振コンデンサ $C2$ の他端はインダクタ L_{11B} を介して一次巻線 N_{11d} の他端及び補助巻線 N_{11c} に接続する。

【0114】

そして、一次巻線N11dとインダクタL11B（共振コンデンサC2）と補助巻線N11cとの接続点は、高周波交流電圧源となる。また、ダイオードD3と補助巻線N11cとの接続点も高周波交流電圧源となる。

【0115】

なお、インダクタL11A及びインダクタL11Bは、図1の実施例と同様に、トランスT11の漏れインダクタンスであってもよい。また、外付けの素子であってもよい。さらにまた、インダクタL11AまたはインダクタL11Bを省略してもよい。

【0116】

また、インダクタL2の一端は整流回路DB1及びフィルタ回路40を介して交流電圧Vacに接続する。

さらに、インダクタL2の他端は、ダイオードD3及びトランスT11の補助巻線N11cを介して、トランスT11の一次巻線N11dとインダクタL11B（共振コンデンサC2）との接続点に接続する。

さらにまた、インダクタL2の他端は、インダクタL3及びブロッキングダイオードD4を介して平滑コンデンサC1に接続する。

【0117】

そして、図13の実施例において、インダクタL2は、交流電圧Vacを整流して得られる正極と一次巻線N11dとインダクタL11B（共振コンデンサC2）と補助巻線N11cとの接続点との間に接続する第1磁性素子に相当する。

また、インダクタL2及びインダクタL3は、整流回路DB1から得られる正極と平滑コンデンサC1の正極とを接続する第2磁性素子に相当する。

【0118】

さらに、図13の実施例は、トランスT11の二次巻線N12及び二次巻線N13は、図11の実施例と同様に、ダイオードD11及びダイオードD12に接続し、さらにその後にコンデンサC3及び負荷Loadに接続する。

【0119】

このような図13の実施例は、図11の実施例と同様に、インダクタ電流不連続モード（DCM）のみならず、インダクタ電流連続モード（CCM）において

も好適な特性を示す。

【0120】

このような、図13の実施例における、交流電圧 V_{ac} の周波数領域の動作について図14を用いて説明する。図14は図13の実施例の各部の動作波形である。

【0121】

図14(a)において、電圧 V_{Cf} はコンデンサ C_f の電圧であり、電圧 V_{C1} はコンデンサ C_1 の電圧である。

また、図14(b)において、電流 I_{L2} はインダクタ L_2 の電流である。

さらに、図14(c)において、電流 I_{in} は入力電流 I_{in} であり、電圧 V_{ac} は交流電圧 V_{ac} である。

【0122】

同図より、電流 I_{in} の波形により、図13の実施例は高い力率で電力を変換する。また、電流 I_{L2} より、スイッチング電源はインダクタ電流連続モード (CCM) で動作する。

そして、電圧 V_{C1} は、過大に昇圧されることなく、好適な特性となる。

【0123】

そして、図13の実施例は、図11の実施例と同様に、平滑コンデンサ C_1 の電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適となる。

【0124】

さらに、図13の実施例は、図11の実施例と同様に、インダクタ電流連続モード (CCM) において、フィルタ回路40のストレスが小さくできる。また、図13の実施例は、インダクタ L_2 およびインダクタ L_3 がエネルギーを蓄積できるため、平滑コンデンサ C_1 の容量を小さくできる。

【0125】

また、図15は本発明に係るスイッチング電源の第5の実施例を示す構成図である。図6と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0126】

図7の実施例の特徴は、ダイオード D_5 及びダイオード D_6 を備える点にある

【0127】

詳しくは、インダクタL4（第1磁性素子）の一端は、ダイオードD5及びダイオードD6を介して、交流電圧V_{ac}に接続する。

そして、インダクタL4とダイオードD5及びダイオードD6との接続点は交流電圧V_{ac}を整流して得られる正極となる。

【0128】

また、インダクタL4の他端は、共振コンデンサC2とトランスT21の一次巻線N21との接続点に接続する。

そして、共振コンデンサC2と一次巻線N21との接続点は高周波交流電圧源となる。

【0129】

さらに、インダクタL5（第2磁性素子）の一端は整流回路DB1から得られる正極に接続する。また、インダクタL5の他端は平滑コンデンサC1の正極に接続する。

即ち、図15の実施例の整流回路DB1内のダイオードは、図6の実施例のブロッキングダイオードD4の作用を代用する。

【0130】

また、共振コンデンサC2の一端は第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点に接続する。

さらに、トランスT21の一次巻線N21の一端は平滑コンデンサC1の正極に接続する。

また、共振コンデンサC2の他端は一次巻線N21の他端及びインダクタL4に接続する。

【0131】

また、図15の実施例は、トランスT21の二次巻線N25は、スイッチQ3及びスイッチQ4に接続し、さらにその後にインダクタL3及びコンデンサC3に接続し、さらにまたその後に負荷Loadに接続する。

【0132】

また、トランス T 2 1 の補助巻線 N 2 6 は制御回路 3 1 を介してスイッチ Q 3 の制御端子（ゲート）に接続し、トランス T 2 1 の補助巻線 N 2 7 は制御回路 3 2 を介してスイッチ Q 4 の制御端子（ゲート）に接続する。

【0133】

このような図 1 5 の実施例は、図 6 の実施例及び図 1 3 の実施例と同様に、平滑コンデンサ C 1 の電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適となる。

【0134】

また、ダイオード D 5 及びダイオード D 6 の電流は整流回路 D B 1 を流れないため、順方向電圧降下による損失が小さく高い変換効率を得られる。

【0135】

さらに、スイッチ Q 3 及びスイッチ Q 4 は順方向電圧降下が小さい整流器として動作する。そして、補助巻線 2 6 及び補助巻線 2 7 には好適な駆動信号が発生する。したがって、図 1 5 の実施例は好適な整流ができるため、損失が少なく高い変換効率を得られる。

【0136】

また、図 1 6 は本発明に係るスイッチング電源の第 6 の実施例を示す構成図である。図 6 と同じ要素には同一符号を付し、説明を省略する。

【0137】

図 7 の実施例の特徴は、インダクタ L 6（第 1 磁性素子）の配置と、コンデンサ C 5 を備える点にある。

【0138】

詳しくは、インダクタ L 6 の一端は整流回路 D B 1 に接続し、他端はコンデンサ C 5 を介して、トランス T 3 1 の一次巻線 N 3 1 a, N 3 1 b の中間タップに接続する。

【0139】

そして、インダクタ L 6 と整流回路 D B 1 との接続点の電圧は交流電圧 V a c を整流して得られる負極である。そしてまた、一次巻線 N 1 a と一次巻線 N 1 b との接続点は高周波交流電圧源であり、インダクタ L 6 とコンデンサ C 5 との接続点も高周波交流電圧源である。

【0140】

即ち、図16の実施例におけるインダクタL6と図6の実施例におけるインダクタL2とは正極と負極とを置換した関係である。

【0141】

また、共振コンデンサC2の一端は第1スイッチQ1と第2スイッチQ2との接続点に接続する。

さらに、トランスT31の一次巻線N31bの一端はインダクタL31Aを介して平滑コンデンサC1の負極に接続する。

一次巻線N31bの他端はトランスT31の一次巻線N31aの一端及びコンデンサC5に接続する。

一次巻線N31aの他端はインダクタL31Bを介してコンデンサC2の他端に接続する。

【0142】

さらに、インダクタL31A及びインダクタL31Bは、図6の実施例のインダクタL01A及びインダクタL1Bと同様に、トランスT13の漏れインダクタンスであってもよい。また、外付けの素子であってもよい。さらにまた、インダクタL01AまたはインダクタL1Bを省略してもよい。

また、インダクタL6は、図6の実施例のインダクタL2と同様に、トランスT31の漏れインダクタンスであってもよい。

【0143】

さらにまた、トランスT31の二次巻線N34は、ダイオードD13に接続し、さらにその後にコンデンサC3及び負荷Loadに接続する。

【0144】

そして、第1スイッチQ1がオンオフし第2スイッチQ2が第1スイッチQ1と相補的にオンオフすることにより、トランスT31の二次巻線N34に出力となる電圧が誘起する。そしてまた、その電圧はダイオードD13で整流され、さらにコンデンサC3で平滑され、出力電圧Voutとなり、負荷Loadへ電力を供給する。

【0145】

さらに、平滑コンデンサC1の正極と第2スイッチQ2のドレインとの間に電流検出回路21を備える。そして、電流検出回路21は第2スイッチQ2の電流に基づく電圧ISを出力する。

【0146】

このような、図16の実施例は、図6の実施例と同様に、平滑コンデンサC1の電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適となる。

【0147】

【発明の効果】

以上のことにより、本発明によれば、高力率で平滑コンデンサの電圧ストレスが小さい交流／直流のスイッチング電源を提供できる。

【0148】

また、本発明によれば、スイッチの電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適なスイッチング電源を提供できる。

【0149】

さらに、第1スイッチ及び第2スイッチは低ノイズ・低損失でターンオンできる。

【0150】

また、図6の実施例等において、インダクタ不連続モード(DCM)で動作する場合は、交流電圧と高周波交流電圧源との間のダイオードのリカバリ及びサージを抑制できるため、低ノイズ・低損失となる。

【0151】

さらに、図11の実施例、図13の実施例及び図15の実施例等において、インダクタ電流連続モード(CCM)で動作する場合は、フィルタ回路のストレス及び平滑コンデンサのストレスを低減できるため、小形化に好適となる。

【0152】

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の一実施例を示す構成図である。

【図2】

出力回路の実施例を示す構成図である。

【図 3】

図 1 の実施例における、第 1 スイッチ Q 1 がオン、第 2 スイッチ Q 2 がオフのときの等価回路である。

【図 4】

図 1 の実施例の効果の説明する参考例を示す構成図である。

【図 5】

図 4 の参考例における、第 1 スイッチ Q 1 がオン、第 2 スイッチ Q 2 がオフのときの等価回路である。

【図 6】

本発明の第 2 の実施例を示す構成図である。

【図 7】

図 6 の実施例の各期間の動作模式図である。

【図 8】

図 6 の実施例の各部の動作波形である。

【図 9】

図 6 の実施例の各部の動作波形である。

【図 10】

図 6 の実施例の各部の動作波形である。

【図 11】

本発明の第 3 の実施例を示す構成図である。

【図 12】

図 11 の実施例の各部の動作波形である。

【図 13】

本発明の第 4 の実施例を示す構成図である。

【図 14】

図 13 の実施例の各部の動作波形である。

【図 15】

本発明の第 5 の実施例を示す構成図である。

【図 16】

本発明の第 6 の実施例を示す構成図である。

【図 17】

従来のスイッチング電源を示す構成図である。

【図 18】

他の従来のスイッチング電源を示す構成図である。

【図 19】

他の従来のスイッチング電源を示す構成図である。

【符号の説明】

T 1, T 0 1, T 1 1, T 2 1, T 3 1 トランス

C 1 平滑コンデンサ

D B 1 整流回路

Q 1 第 1 スイッチ

Q 2 第 2 スイッチ

C 2 共振コンデンサ

L 2, L 4, L 6 インダクタンス (第 1 磁性素子)

L 5 インダクタンス (第 2 磁性素子)

L 3 インダクタンス

T 2 トランス

C 5 コンデンサ

D 3, D 5, D 6 ダイオード

D 4 ブロッキングダイオード

L 1 A, L 1 b, L 0 1 A, L 0 1 B, L 1 1 a, L 1 1 b, L 3 1 A, L 3 1 B インダクタンス

V a c 交流電圧

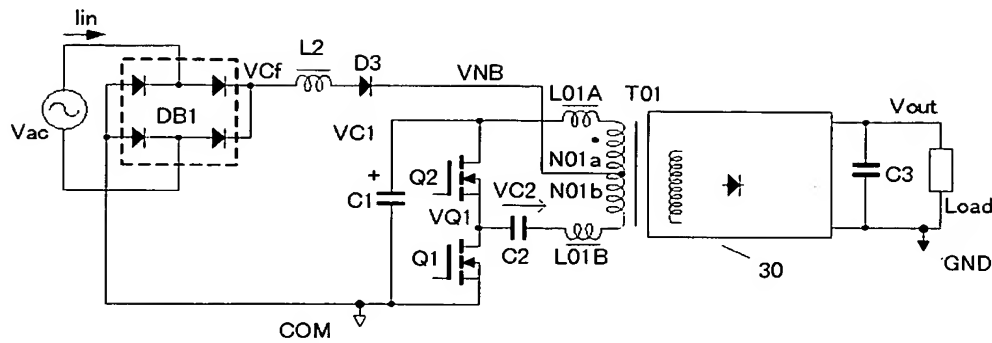
I i n 入力電流

V o u t 出力電圧

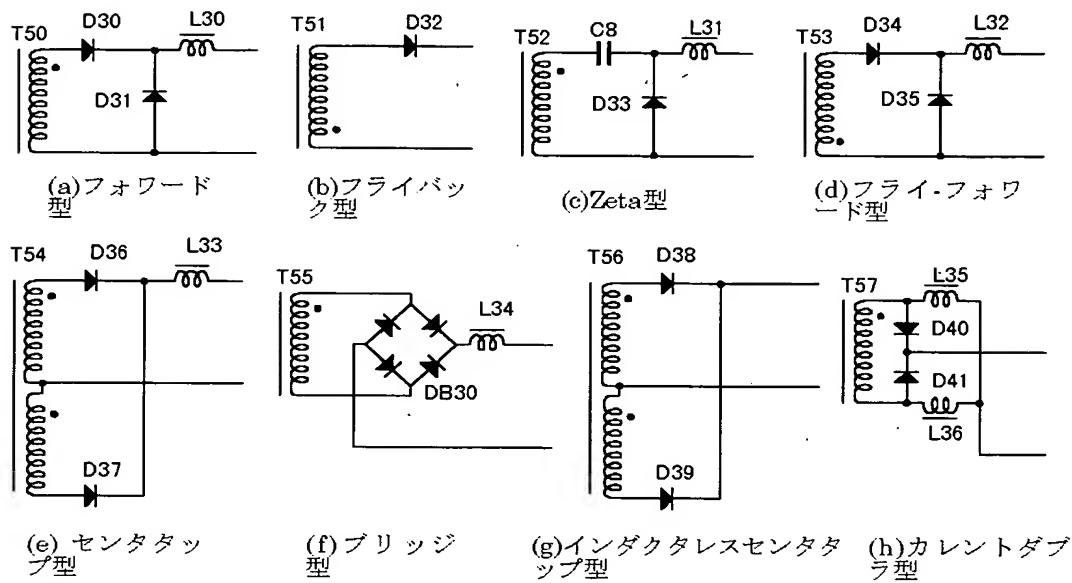
COM, GND 共通電位

【書類名】 図面

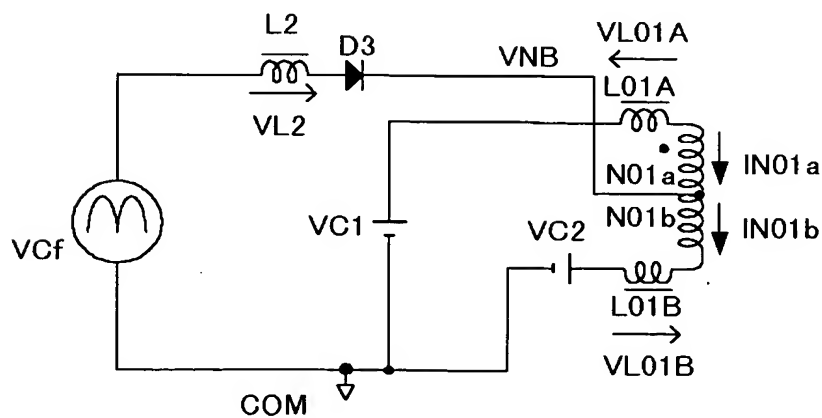
【図 1】



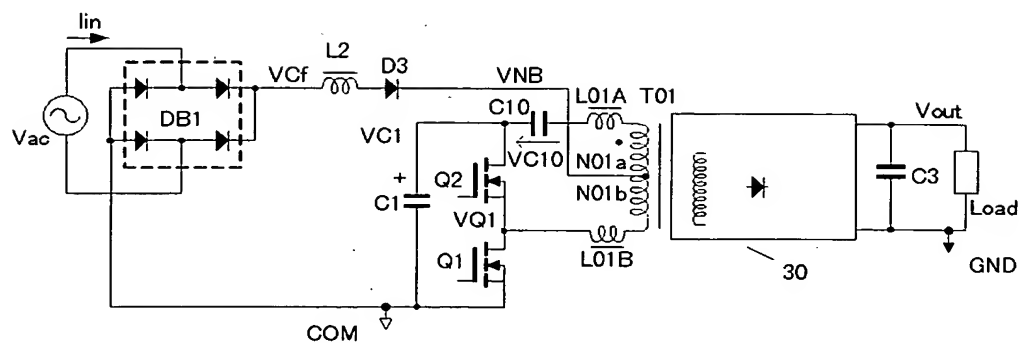
【図 2】



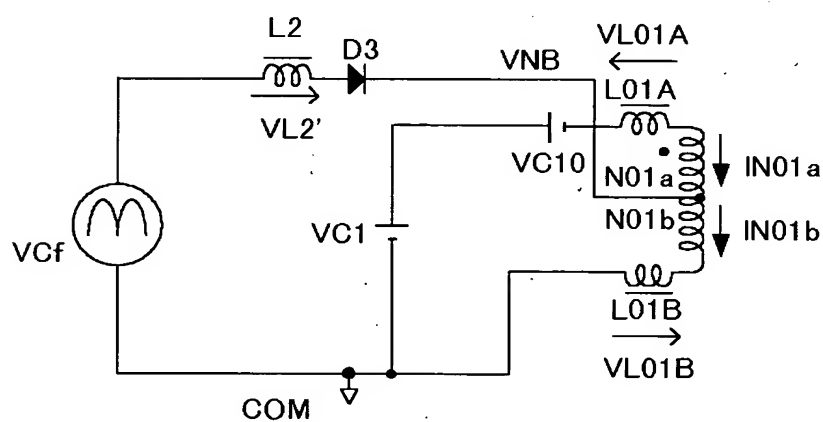
【図 3】



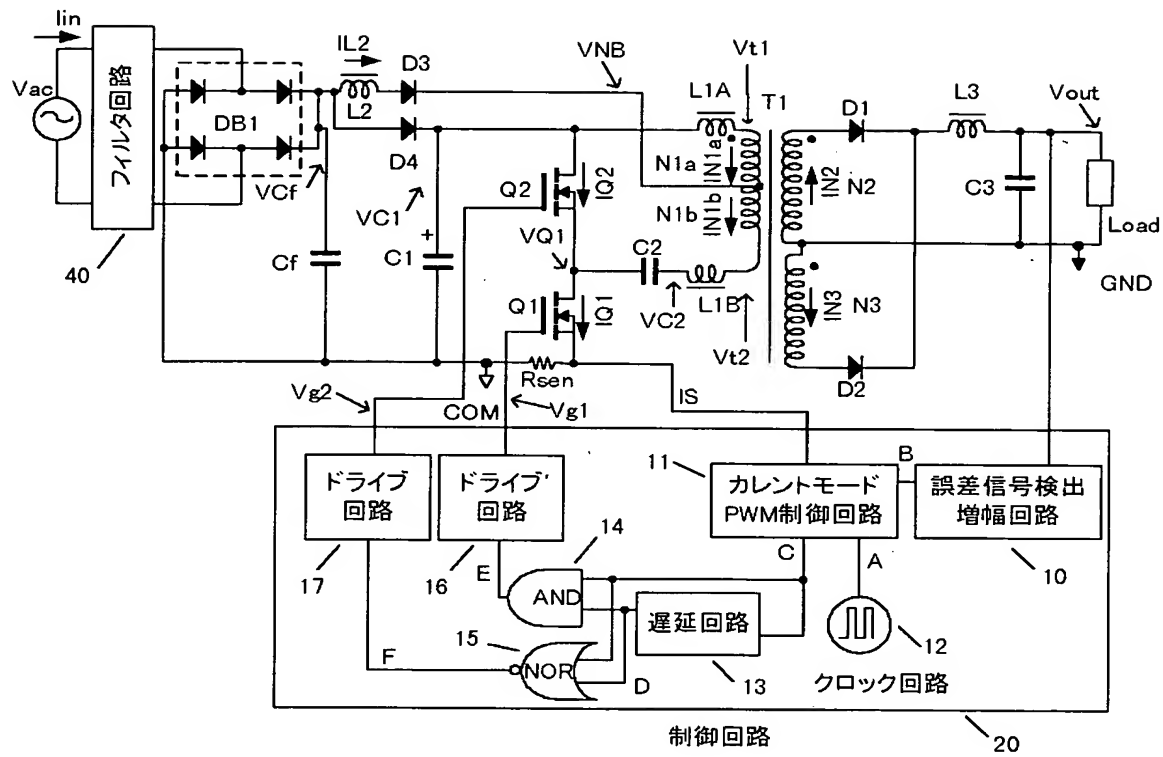
【図 4】



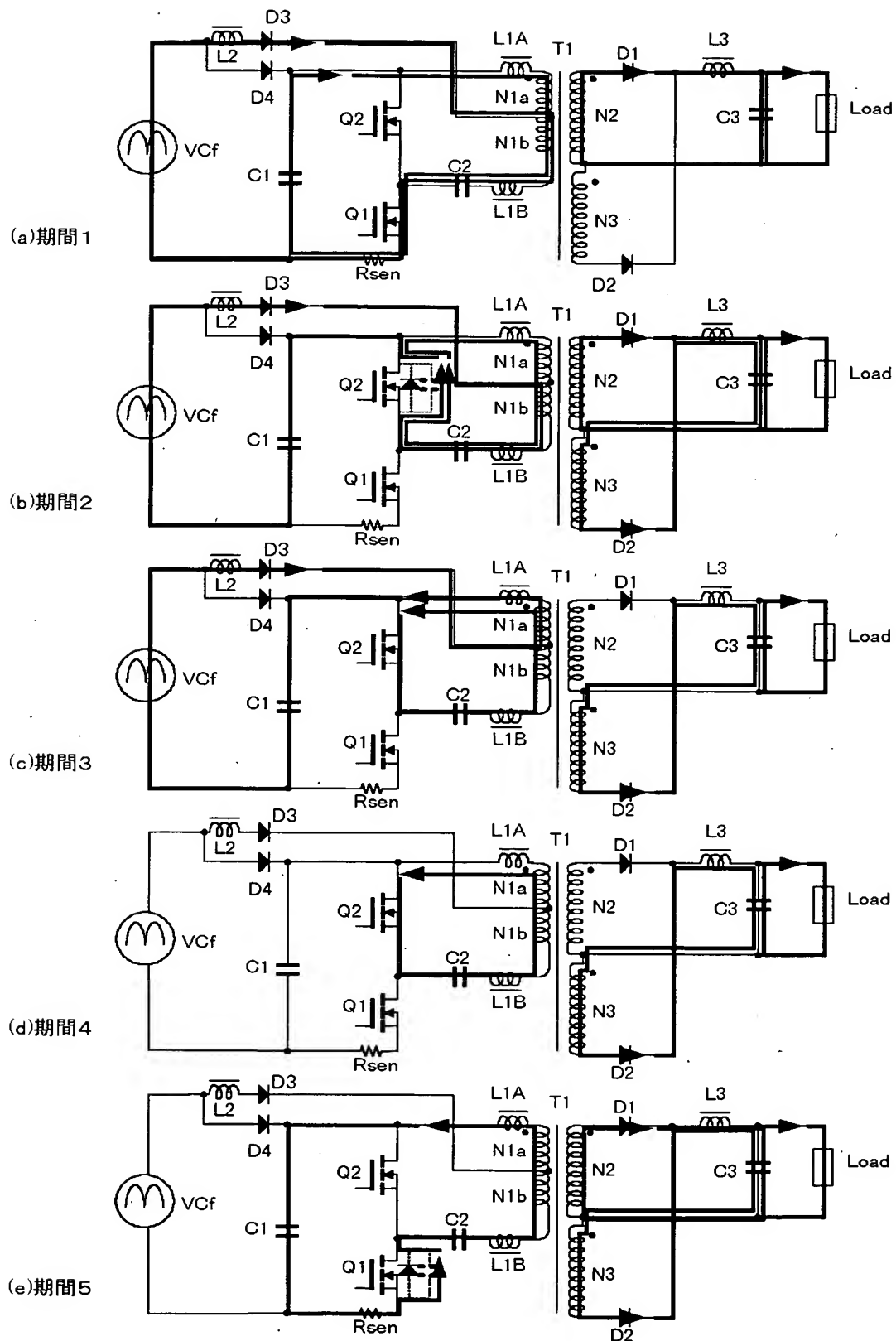
【図 5】



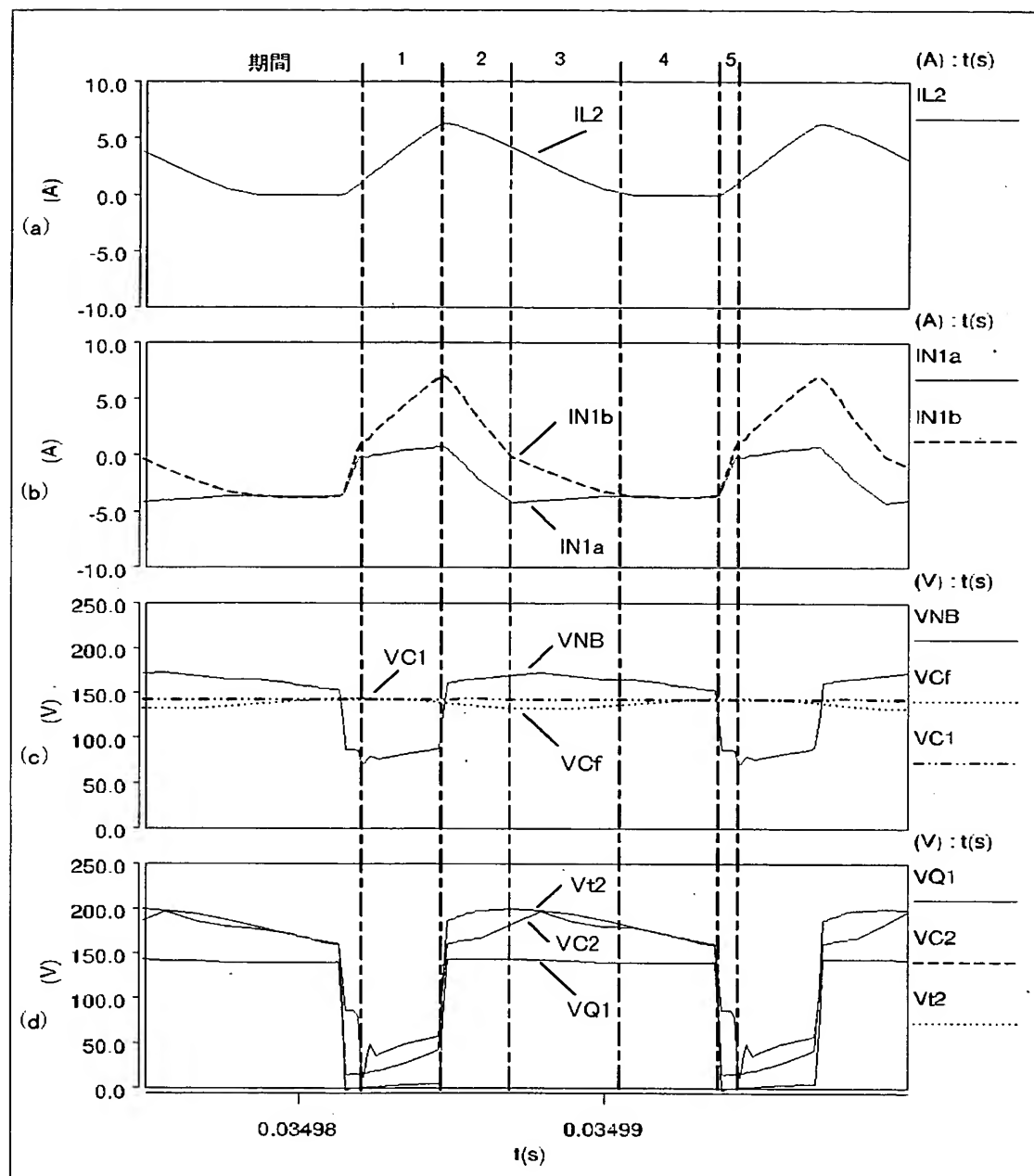
【図 6】



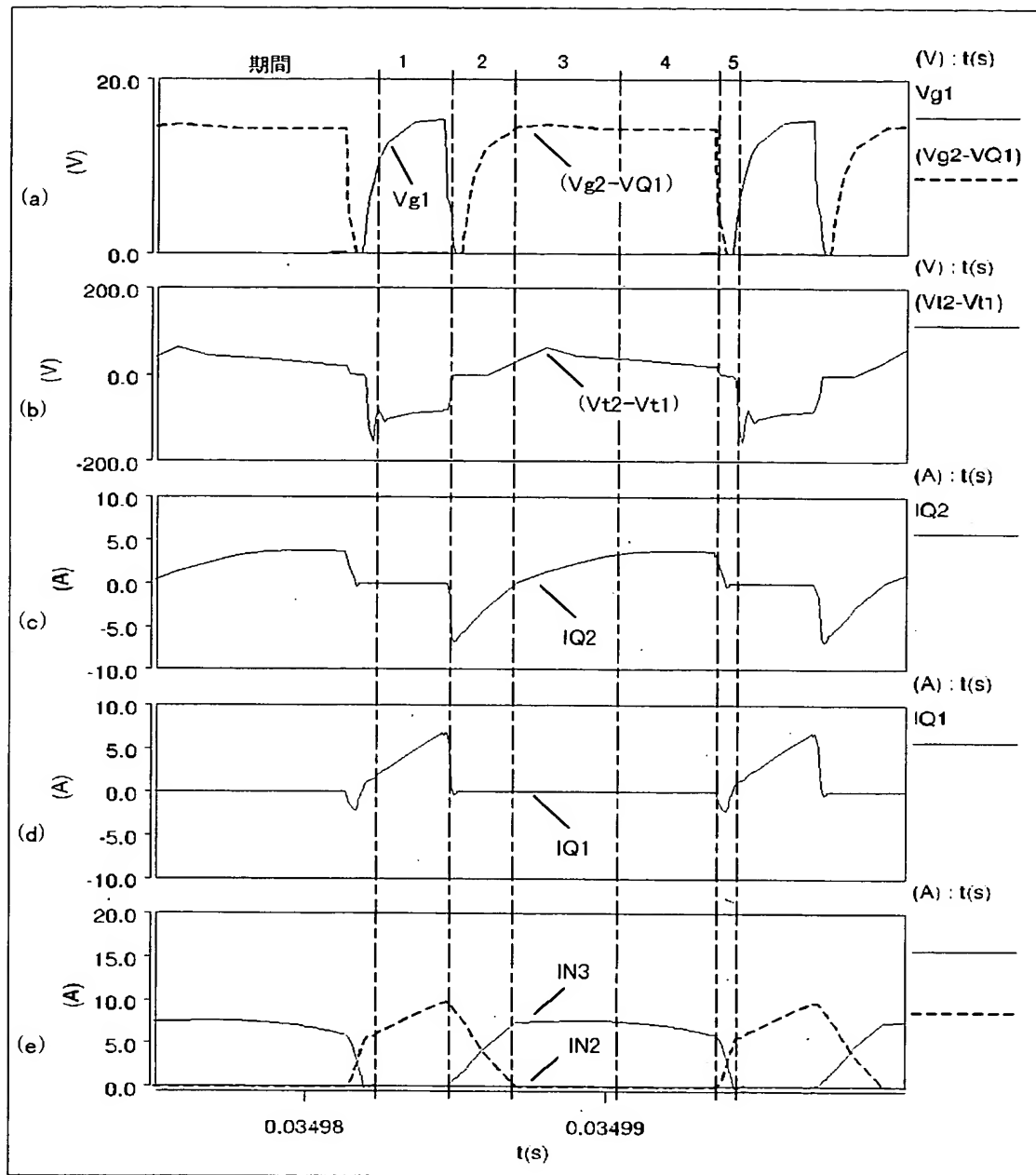
【図 7】



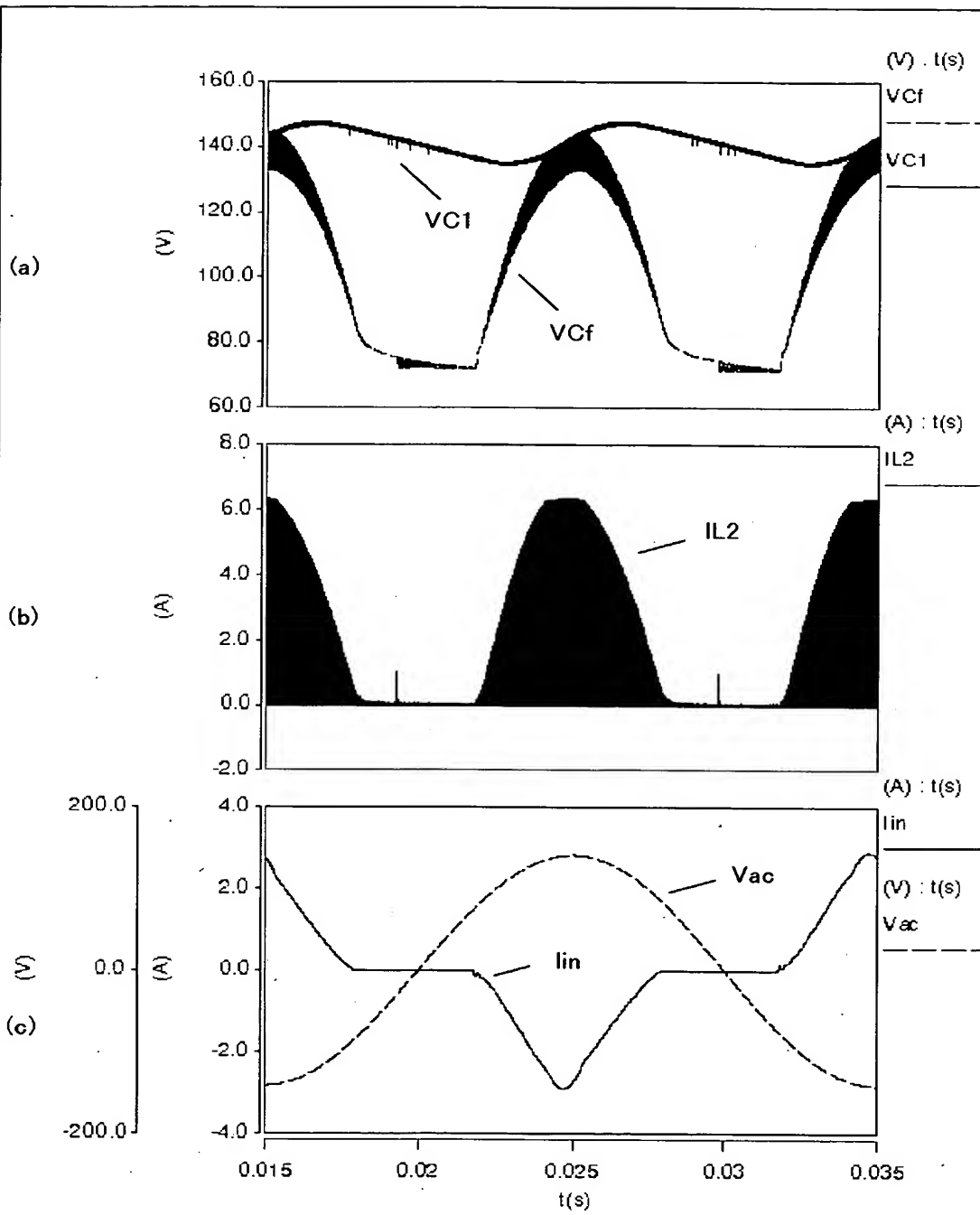
【図 8】



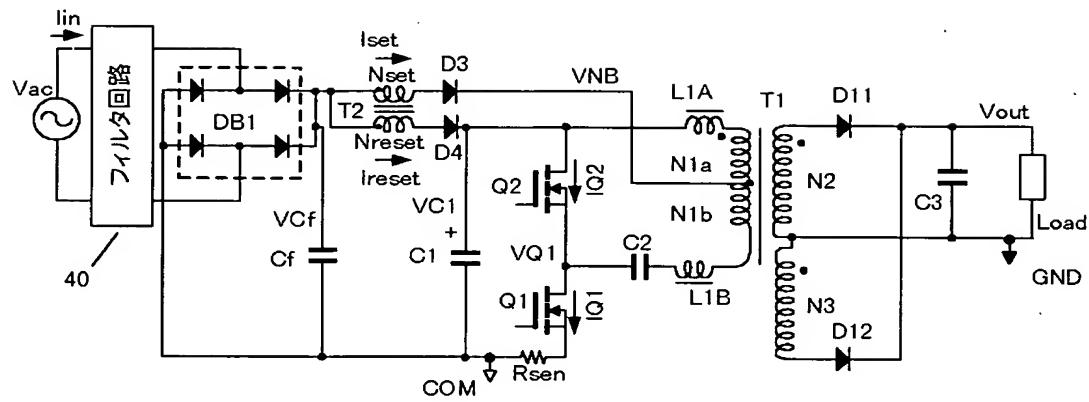
【図 9】



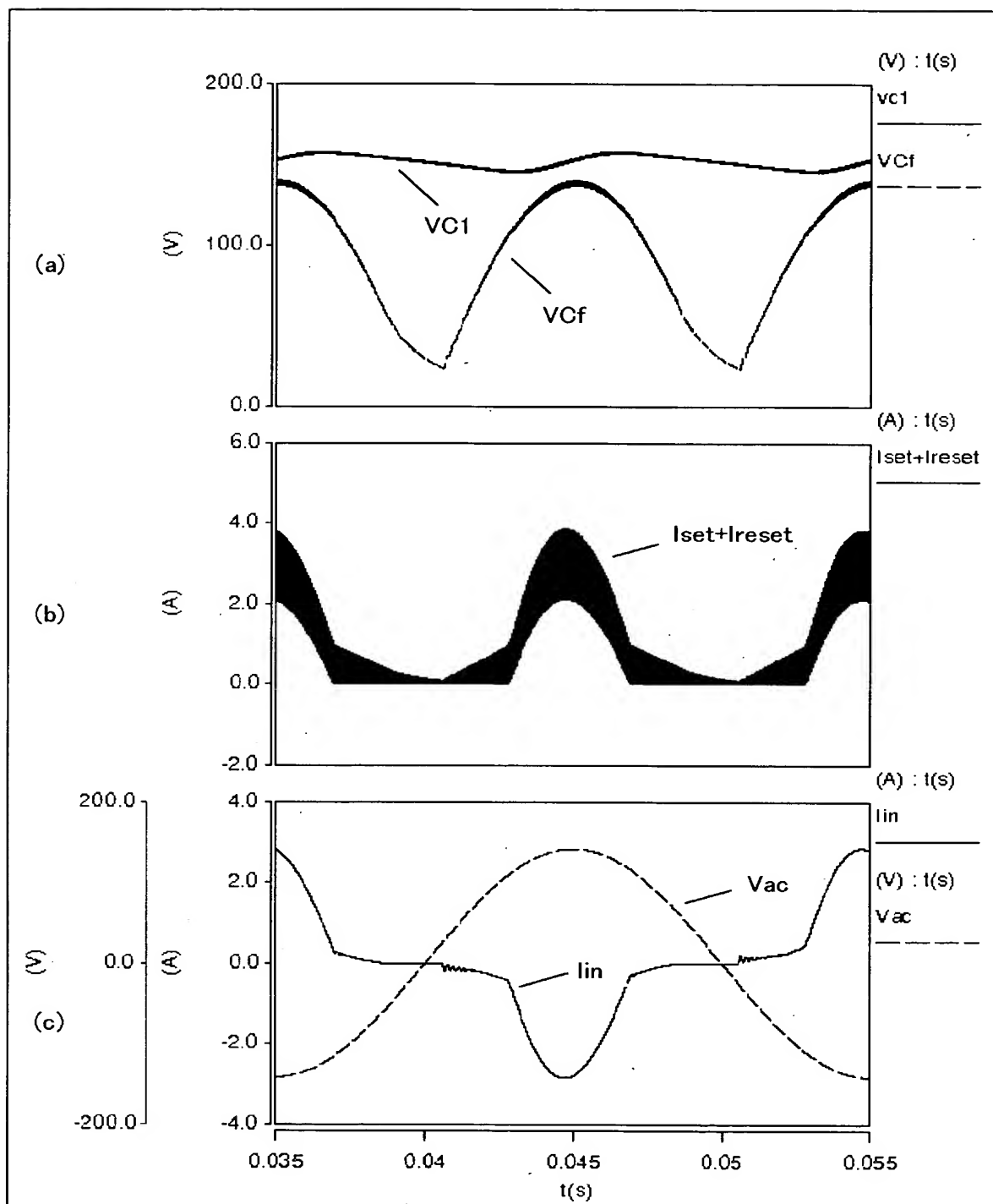
【図 10】



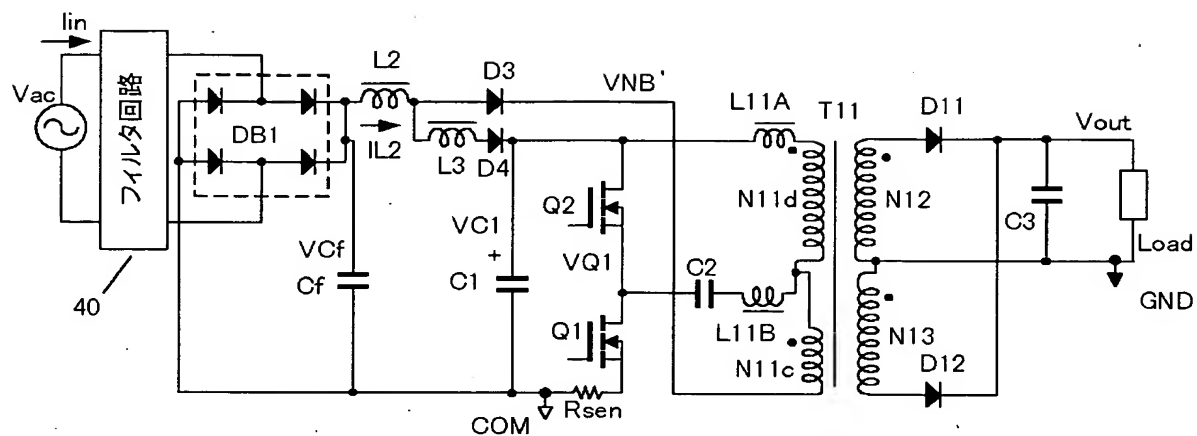
【図 11】



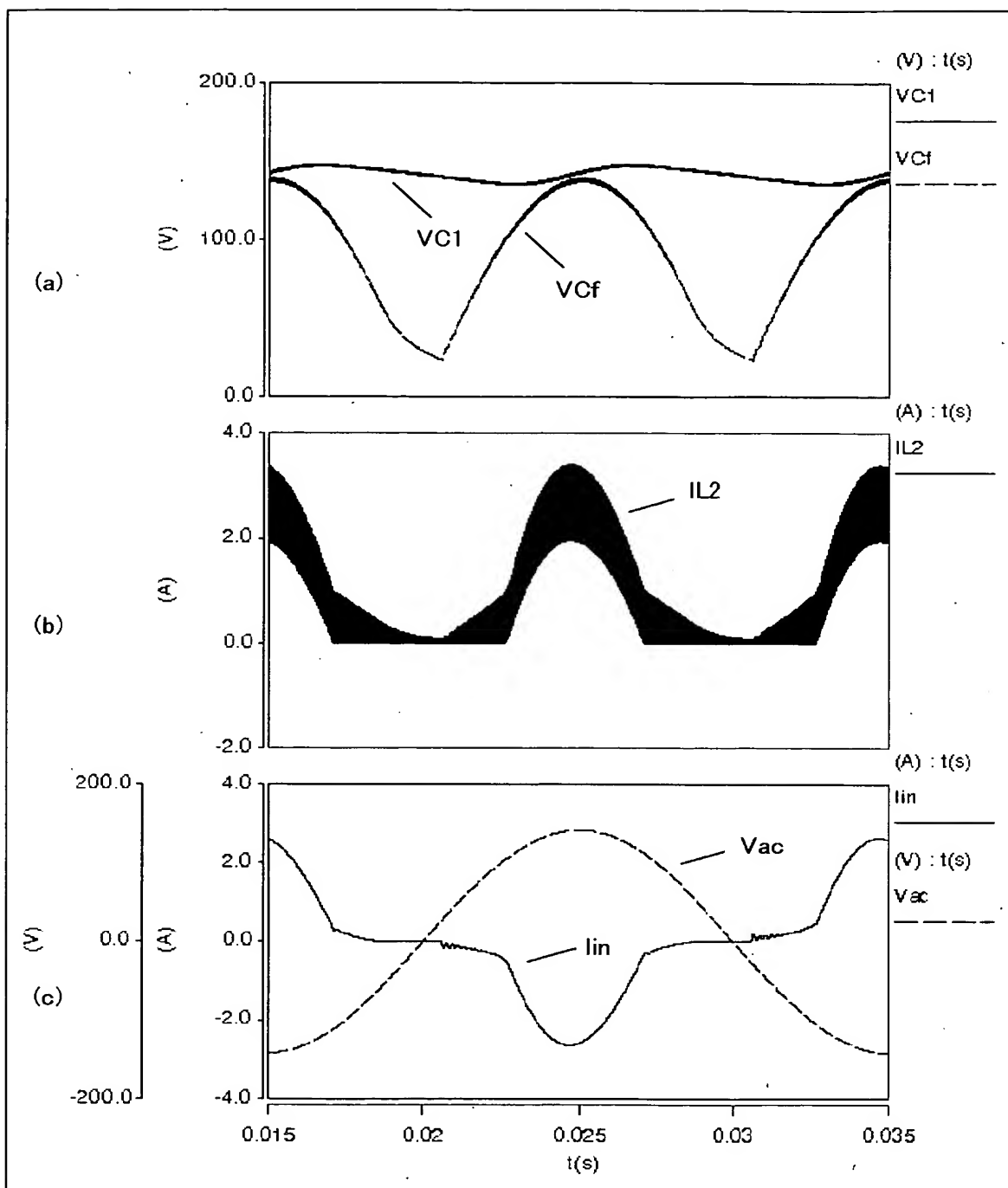
【図 12】



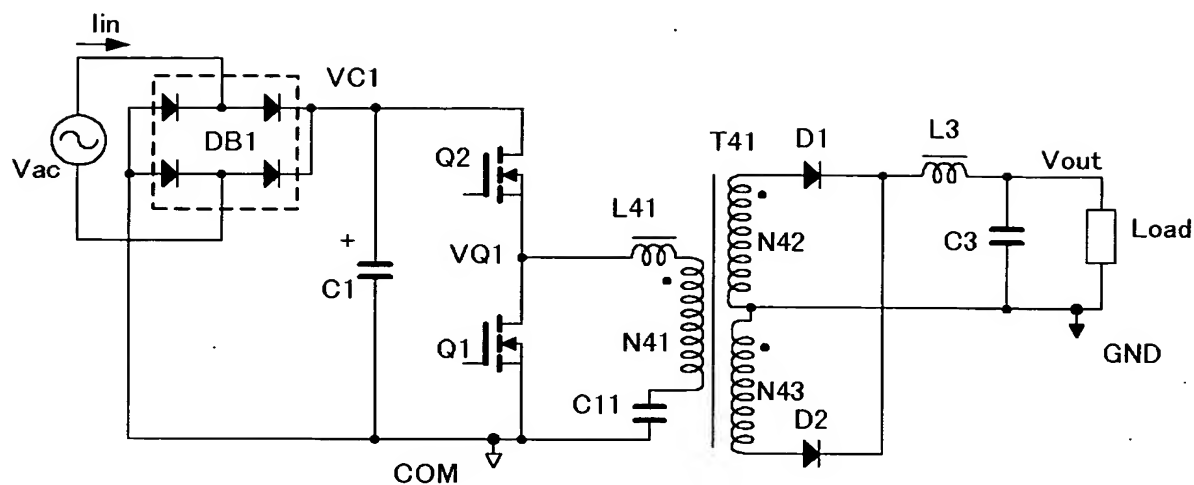
【図 13】



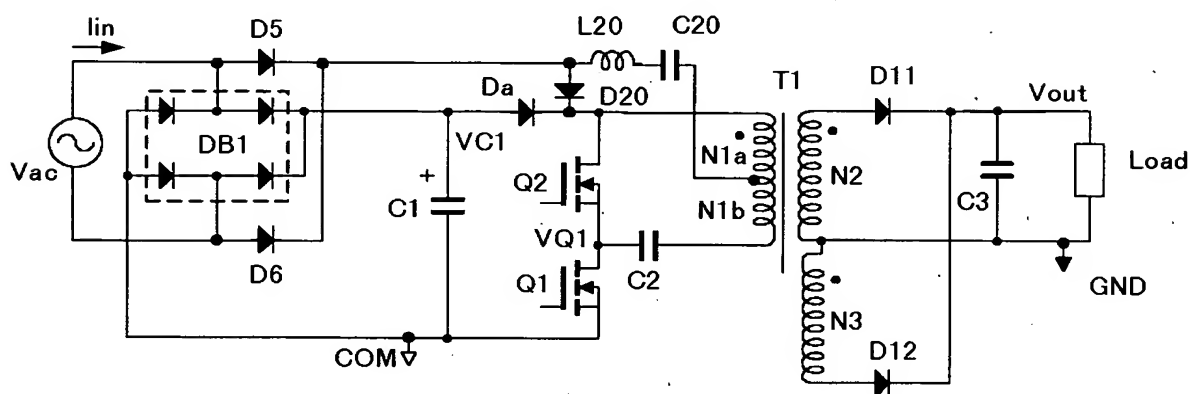
【図 14】



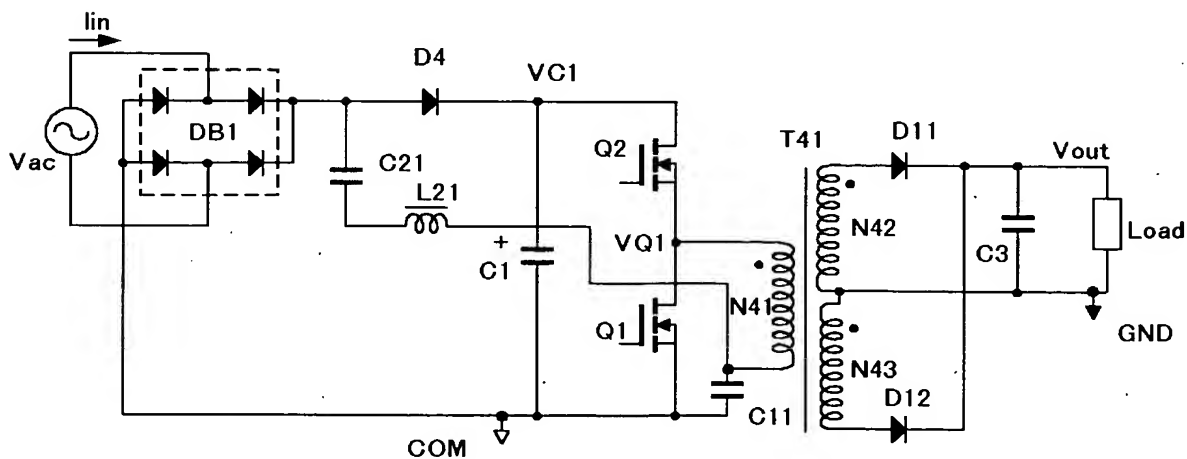
【図 17】



【図 18】



【図 19】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高力率で平滑コンデンサC1の電圧ストレスが小さい交流／直流のスイッチング電源を提供する。また、スイッチの電圧ストレスが小さく、低損失・小型化に好適なスイッチング電源を提供する。

【解決手段】 交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の出力を平滑する平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサの両極間に接続する第1スイッチと第2スイッチとからなる直列スイッチ回路と、前記第1スイッチがオンオフし前記第2スイッチが前記第1スイッチと相補的にオンオフすることにより二次巻線に出力となる電圧を誘起するトランスと、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点と前記平滑コンデンサの一方の端子との間に接続される前記トランスの一次巻線と共振コンデンサとからなる直列回路と、を備えるスイッチング電源において、前記交流電圧を整流して得られる正極と前記一次巻線の間タップとの間に接続する第1磁性素子を備えると共に、前記共振コンデンサは前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点に接続し、前記一次巻線は前記平滑コンデンサの正極に接続することを特徴とするスイッチング電源。

【選択図】 図1

認定・付加情報

| | |
|---------|----------------|
| 特許出願の番号 | 特願 2003-106180 |
| 受付番号 | 50300593505 |
| 書類名 | 特許願 |
| 担当官 | 第三担当上席 0092 |
| 作成日 | 平成15年 4月11日 |

<認定情報・付加情報>

| | |
|-------|-------------|
| 【提出日】 | 平成15年 4月10日 |
|-------|-------------|

次頁無

特願 2003-106180

出願人履歴情報

識別番号

[000006507]

1. 変更年月日

1990年 8月10日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都武蔵野市中町2丁目9番32号

氏 名

横河電機株式会社